

Japanese Laid-open Patent Publication No. 11-205205

Page 4, left column, line 4 to 9

Then, each of the best reception antenna addressing means for every subcarrier frequency 70 measures the signal quality (signal strengths, etc.) of which signal was separated in every subcarrier output from said FFT means of each antenna sequence and then address the antenna in the best reception state for every subcarrier frequency by using the result of the measurement. Then, each of the best reception antenna addressing means for every subcarrier frequency 70 transmits the antenna information having the best reception state for every subcarrier frequency to the said each antenna sequence transmission bit allocation means 10.

BEST AVAILABLE COPY



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **11205205 A**(43) Date of publication of application: **30 . 07 . 99**

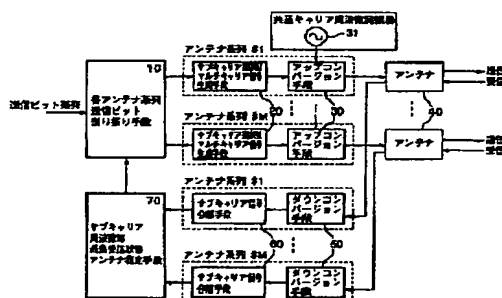
(51) Int. Cl.

H04B 7/02
H04J 3/00
H04J 11/00

(21) Application number: **10013506**(22) Date of filing: **09 . 01 . 98**(71) Applicant: **NIPPON TELEGR & TELEPH
CORP <NTT>**(72) Inventor: **MATSUMOTO YOICHI
UMEHIRA MASAHIRO****(54) MULTI-CARRIER SIGNAL TRANSMITTER****(57) Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve considerably a code error rate characteristic without increasing a load of a device at a terminal side by applying transmission diversity technology at a base station side to a transmitter even when a transmission speed is high.

SOLUTION: A coded transmission signal is converted into a parallel signal, a subcarrier is assigned to each of the parallel signal and allocated to one of a multi-carrier signal generating means 20. An output of each of the multi-carrier signal generating means 20 is up-converted by an up-conversion means 30 and emitted from a corresponding antenna. The allocation of the subcarrier and the multi-carrier signal generating means at a transmitter side is executed based on the information of the antenna in the best reception state for every subcarrier frequency of the received signal.



COPYRIGHT: (C)1999,JPO

【特許請求の範囲】

【請求項1】 マルチキャリア変調方式を用いたマルチキャリア信号伝送装置において、
 複数のアンテナを有し、
 複数のアンテナにて受信された受信信号を、各アンテナ系列毎に後の信号処理に適した低周波信号に変換して出力するダウンコンバージョン手段と、
 前記ダウンコンバージョン手段より出力されるマルチキャリア信号を、各アンテナ系列毎にサブキャリア信号に分離し出力するサブキャリア信号分離手段と、
 各アンテナ系列で前記サブキャリア信号分離手段により出力される、各サブキャリア信号の信号品質を測定し、その測定結果を用いて、サブキャリア周波数毎に最良な受信状態のアンテナを指定する、各サブキャリア周波数毎最良受信状態アンテナ指定手段と、
 前記サブキャリア周波数毎最良受信状態アンテナ指定手段において得られた、サブキャリア周波数毎の最良受信状態アンテナ情報を基に、送信すべき情報ビットを各アンテナ系列の該当するサブキャリアに割り振る、各アンテナ系列送信ビット割り振り手段と、
 各アンテナ系列において、前記各アンテナ系列送信ビット割り振り手段により、各アンテナ系列の使用すべきサブキャリアに割り振られたビット系列を入力とし、該当するサブキャリアのみを選択的に用いてマルチキャリア信号とし出力する、サブキャリア選択型マルチキャリア信号生成手段と、
 各アンテナ系列において、前記サブキャリア選択型マルチキャリア信号生成手段の出力信号をアンテナ送信周波数へ変換するアップコンバージョン手段とを、備えたことを特徴とするマルチキャリア信号伝送装置。

【請求項2】 請求項1における、サブキャリア選択型マルチキャリア信号生成手段の出力信号をアンテナ送信周波数へ変換するアップコンバージョン手段に対し、単一のキャリア周波数発振器が全てのアップコンバージョン手段に共通のキャリア周波数を供給することを特徴とするマルチキャリア信号伝送装置。

【請求項3】 前記マルチキャリア変調方式が、OFDM方式であり、TDMA-TDD伝送方式が用いられる請求項1又は2に記載のマルチキャリア信号伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル無線通信において用いられるマルチキャリア信号伝送装置に関する。

【0002】

【従来の技術】比較的伝送速度が低速なデジタル無線通信では（例えば、1Mb/s以下）、送信ダイバーシチあるいは受信ダイバーシチ技術により、大幅な符号誤り率改善効果が期待できる。しかし、伝送速度が高速となるにつれ（例えば、数10Mb/s）、信号スペクト

ルが広帯域化し、シングルキャリア伝送では、伝送スペクトルの帯域がマルチパス等によるスペクトル歪みに比べ広いため、ダイバーシチによる改善効果が期待できない。そこで、マルチキャリア伝送を適用し、高速伝送の場合においても、一キャリア当たりの帯域を狭め、その帯域毎に受信ダイバーシチを施す受信帯域分割型ダイバーシチ合成受信方式が提案されている（「参考文献1」）。

【0003】また、マルチキャリア伝送の適用を前提とした他の技術として、基地局において全サブキャリアをN組のクラスタに分割し、それらクラスタをそれぞれ異なるN本のアンテナを用いて送信する技術が提案されている（「参考文献2」）。本技術は、分割された各クラスタがフェージングの影響を独立に受けることに注目し、適切な誤り訂正方式と組み合わせることによりダイバーシチ効果を期待するものである。

【0004】ここでは、発明技術が基地局におけるダイバーシチ技術に関するものであることから、基地局側にて処理を施す後者の従来技術について図3を用いて説明する。図3に示す従来技術では、マルチキャリア伝送方式にOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を用いている。まず、符号化手段80にて符号化されたデータはシリアルーパラレル変換手段90によりパラレル信号となる。前記パラレル化されたデータは、Kクラスタ化手段120においてK ($K \geq 2$) クラスタに分割される。そして、Kクラスタに分割されたデータは、K組の逆FFT (IFFT) 手段120およびパラレルーシリアル手段130により、それぞれのクラスタ別に時間系列のマルチキャリア信号となる。なお、全サブキャリア数がNの場合、前記IFFT手段120のFFT演算ポイント数は、 N/K となる。さらに、各クラスタ系列のマルチキャリア信号はアップコンバージョン手段140によりアンテナ送信周波数に変換され、それぞれクラスタ系列毎に異なるK本のアンテナ150により送信される。

【0005】端末側（受信側）100では、アンテナ101を用いて受信し、ダウンコンバージョン手段102、シリアルーパラレル手段103、FFT手段104を経て、受信信号は、サブキャリア毎に分離されたパラレル信号に変換される。そして、検波手段105において、サブキャリア単位で検波され、検波データは、パラレルーシリアル手段106にてシリアルデータに変換された後、復号化手段107により、最終的な受信データとなる。なお、端末側における前記FFT回路84の演算ポイント数は、Nである。

【0006】[参考文献1] 浜住 啓之 他、“広帯域信号移動受信用帯域分割型ダイバーシチ合成受信方式の特性—OFDM移動受信における特性改善例”、電子情報通信学会論文誌、B-11, Vol. J80-B-1

1, No. 6, pp. 464-474, 1997.

【参考文献2】L. J. Cimini, et. al, "Clustered OFDM with Transmitter Diversity and Coding", IEEE GCOM' 97, pp. 703-707, 1997.

【0007】

【発明が解決しようとする課題】TDMA-TDD (time division multiple access-time division duplex) を前提とした低速度伝送では、端末装置に負担をかけず符号誤り率を改善する技術として、基地局側で複数のアンテナで受信し、受信状態のより良いアンテナを選択的に用いて送信する、送信ダイバーシチ技術が有効である。しかしながら、シングルキャリア伝送では、伝送速度が高速の場合、伝送スペクトルの帯域がマルチパス等によるスペクトル歪みに比べ広いため、ダイバーシチによる改善効果が期待できない。

【0008】そこで、マルチキャリア伝送を適用し、広帯域信号をサブチャネルに狭帯域化し、そのサブチャネル毎に受信ダイバーシチを施す受信帯域分割型ダイバーシチ合成受信方式が提案されている。しかしながら、この場合、端末側装置への負担が大きく、小型化・低消費電力化の点で不利である。

【0009】また、マルチキャリア伝送を対象とした別の方法として、基地局において、全サブキャリア数をK組のクラスタに分割し、それらクラスタ毎に異なるK本のアンテナを用いて送信する方法が提案されているが、「参考文献2」に示されるように、ピーク電力低減効果および誤り訂正符号適用時の誤り訂正効果の向上は望めるものの、ダイバーシチ効果による大幅な特性改善の効果は得られないという問題があった。また、後者の方式を端末側からの伝送に適用するためには、端末側にもK本のアンテナを用いて伝送する必要があり、やはり小型化・低消費電力化の点で不利である。

【0010】本発明技術によるマルチキャリア信号伝送装置は、TDMA-TDD通信を前提に、伝送速度が高速な場合（広帯域通信の場合）においても、基地局側における送信ダイバーシチ技術の適用を可能とし、端末側における装置負担を増大することなく、大幅に符号の誤り率特性を改善するものである。

【0011】

【課題を解決するための手段】OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 等のマルチキャリア変調方式を用いたマルチキャリア信号伝送装置において、複数（2本以上）のアンテナを有し、複数のアンテナにて受信された受信信号を、各アンテナ系列毎に後の信号処理に適した低周波信号に変換して出力するダウンコンバージョン手段と、前記ダウンコンバージョン手段より出力され

るマルチキャリア信号を、各アンテナ系列毎にサブキャリア信号に分離し出力するサブキャリア信号分離手段と、各アンテナ系列で前記サブキャリア信号分離手段により出力される、各サブキャリア信号の信号品質（信号強度等）を測定し、その測定結果を用いて、サブキャリア周波数毎に最良な受信状態のアンテナを指定する、各サブキャリア周波数毎最良受信状態アンテナ指定手段と、前記サブキャリア周波数毎最良受信状態アンテナ指定手段において得られた、サブキャリア周波数毎の最良受信状態アンテナ情報を基に、送信すべき情報ビットを各アンテナ系列の該当するサブキャリアに割り振る、各アンテナ系列送信ビット割り振り手段と、各アンテナ系列において、前記各アンテナ系列送信ビット割り振り手段により、各アンテナ系列の使用すべきサブキャリアに割り振られたビット系列を入力とし、該当するサブキャリアのみを選択的に用いてマルチキャリア信号とし出力する、サブキャリア選択型マルチキャリア信号生成手段と、各アンテナ系列において、前記サブキャリア選択型マルチキャリア信号生成手段の出力信号をアンテナ送信周波数へ変換するアップコンバージョン手段とを、備えたことを特徴とする。

【0012】

【発明の実施の形態】図1に、本発明の一実施例によるマルチキャリア信号伝送装置の構成を示す。また、マルチキャリア伝送方式にOFDMを用いた場合の、より具体的な構成例を図2に示す。以下、図2を用い、実施例を説明する。

【0013】まず、TDMA-TDD通信における基地局側送信フレームタイミングにおける基地局装置の動作を説明する。符号化手段80にて符号化されたデータは、シリアル-パラレル変換手段90によりパラレルデータとなる。各アンテナ系列送信ビット割り振り手段10は、前記パラレルデータを、各サブキャリア周波数毎最良受信アンテナ指定手段70（動作は後述）の情報を基に、各アンテナ系列のIFFT手段21において使用されるサブキャリアに対応づけて、割り振る。なお、送信に使用しないサブキャリアについては、前記各アンテナ系列送信ビット割り当て手段10において、振幅ゼロの信号を割り振ることにより、該当するサブキャリア出力をゼロ（つまり未使用）とすることが可能である。そして、前記IFFT手段21より出力されるパラレル信号は、パラレル-シリアル変換手段22においてシリアル信号に変換され、アップコンバージョン手段30によりアンテナ送信周波数に変換され、各アンテナ系列毎に個別のアンテナ40を用いて送信される。

【0014】次に、TDMA-TDD通信における基地局側受信フレームタイミングにおける基地局装置の動作を説明する。まず、異なるM本のアンテナにて受信された端末側より送信されたマルチキャリア信号は、ダウンコンバージョン手段50を経た後、シリアルパラレル変

換手段60により、パラレル信号に変換され、FFT手段61に入力される。前記FFT手段61は、FFT演算により、入力信号を各サブキャリア信号に分離し出力する。そして、各サブキャリア周波数毎最良受信アンテナ指定手段70は、各アンテナ系列の前記FFT手段より出力される、サブキャリア毎に分離された信号の信号品質（信号強度等）を測定し、その測定結果を用いて、サブキャリア周波数毎に、最良な受信状態のアンテナを指定する。そして、前記各サブキャリア毎最良受信アンテナ選択手段70は、サブキャリア周波数毎の最良受信状態を有するアンテナ情報を、前記の各アンテナ系列送信ビット割り振り手段10に伝達する。本情報は、次の

$$c_n = a_n + j b_n$$

（添字n：サブキャリア番号）で与えられる。このときi番目のアンテナ系列におけるパラレルーシリアル変換回路22出力は、

$$x_i(t_k) = \sum_{n_i \in \{m_i\}} c_{n_i} e^{-j2\pi n_i k/N} \quad (i=1, 2, \dots, M) \quad (1)$$

【0017】となる。各アンテナ系列のアップコンバージョン手段30において、複数のキャリア周波数発振器を用いた場合においても、それらの周波数差異が無視できる程度に小さい場合（あるいは、共通キャリア周波数発振器により共通のキャリア周波数が供給されている場

$$s_i(t) = \text{Re} [x_i(t) e^{j\omega_{RF}(t+\Delta t_i)}] \quad (2)$$

【0019】として与えられる。なお、 $\Delta t_i \equiv T_i - T_1$ は、i番目アンテナ位置差により生じる送信信号時間差（1番目アンテナの位置を基準とした場合）を示

$$S(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) \quad (3)$$

【0021】で与えられる。

【0022】受信側での動作は、[従来の技術]の項目で述べたものと同様であり、単一のアンテナを用いて上記の式（4）で与えられる空間合成後の信号を受信す

$$y(t_s) = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \sum_{i=1}^M \left(\sum_{n_i \in \{m_i\}} c_{n_i} e^{j2\pi n_i k/N} \right) e^{j\omega_{RF} \Delta t_i} \right\} e^{-j\pi k/N} \right|$$

$$= \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=1}^N c_n e^{j(2\pi n k/N + \theta_n)} \cdot e^{-j\pi k/N} \right| \quad (4)$$

$$\theta_n = \omega_{RF} \Delta t_i \quad (n \in \{m_i\})$$

【0024】として与えられる。上式に示されるように、基地局側に設置された各アンテナ間距離に依存した、アンテナ系列毎に異なる任意のキャリア位相が生じるが、これは後段の検波手段105において、サブキャリア単位で除去可能である（例えば、遅延検波を用いる

基地局側送信フレームタイミングにおいて使用される。

【0015】ここで、一連の上記処理について定式化する。IFFT/FFTの演算ポイント数をNとし、基地局側アンテナの数をMとする。i番目（ $i=1, 2, \dots, M$ ）のアンテナにおいて使用されるサブキャリアの集合を

$\{m_i\} = \{\text{subcarrier number chosen for Antenna } \#i\}$ で表す。なお、 $\{1, 2, \dots, N\} = \{m_1\} \cup \{m_2\} \cup \dots \cup \{m_M\}$ である。OFDMシンボルの同期は理想的な状態であると仮定すると、複素数表示によるベースバンド送信信号は

【0016】
【数1】

合[請求項2に相当])、各アンテナからの出力信号は、RF周波数を ω_{RF} として、

【0018】
【数2】

す。よって、空間合成後の信号は、

【0020】
【数3】

る。この場合、端末側ベースバンド帯におけるFFT手段104の出力信号は、

【0023】
【数4】

ことにより、容易に任意の位相成分は除去できる）。以上の動作原理により、広帯域通信においても、送信ダイバーシチ技術の適用が可能となる。

【0025】最後に、基地局側の送受信電力、および端末側アンテナにおける受信電力と、サブキャリアの関

係について、基地局側アンテナ数が2、サブキャリア数6 ($N=6$) の場合を例に、図4に示す。本図は、基地局側において、サブキャリア周波数毎に、受信状態が最良であるアンテナを選択することにより、端末側アンテナにおける各サブキャリア受信電力の状態も良好となることを示している。

【0026】

【発明の効果】本発明の技術は、TDMA-TDDマルチキャリア通信を前提に、基地局のみに複数のアンテナを設置する、送信ダイバーシチ技術の広帯域通信への適用を可能とし、端末側装置への負担を増加することなく、大幅に符号誤り率特性を改善する。

【0027】

【表1】

評価パラメータ

変調方式/検波方式	DQPSK/遅延検波
シンボル周波数 ($1/T$)	20 MHz
サブキャリア数	32
ガードインターバル	16 T
RF周波数	5 GHz
最大ドップラー周波数	50 Hz
自乗平均遅延分散	300 nsec
受信-送信間隔	1 msec
誤り訂正	BCH(2 bit訂正) 有り/なし

【0028】具体的な効果を示す一例として、表1に示す評価パラメータを用いた、周波数選択フェージング通信路におけるシミュレーション結果（符号誤り率）を、図5に示す。本図から明らかなように、本発明技術の適用により、符号誤り率特性が大幅に改善される。また、本発明技術は、基地局側各アンテナ系列における使用サブキャリア数が均等に分散するため、マルチキャリア信号のピーク電力低減に効果がある。つまり、本発明技術は、信号増幅器において要求される所要バック条件を緩和する効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例によるマルチキャリア信号伝送装置の構成〔一般例〕である。

【図2】本発明の一実施例によるマルチキャリア信号伝送装置の構成〔OFDMを用いた具体例〕である。

【図3】従来技術によるマルチキャリア信号伝送装置の構成である。

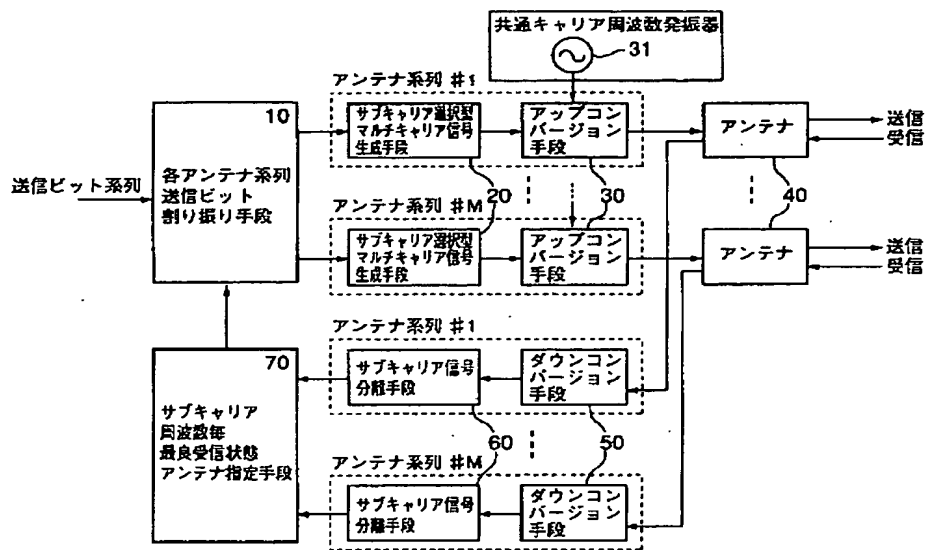
【図4】基地局各アンテナにおける受信/送信電力、および端末における受信電力の例示（基地局側アンテナ数が2、サブキャリア数が6の場合）である。

【図5】周波数選択制フェージング通信路における符号誤り率の例（基地局送信、端末受信の場合）である。

【符号の説明】

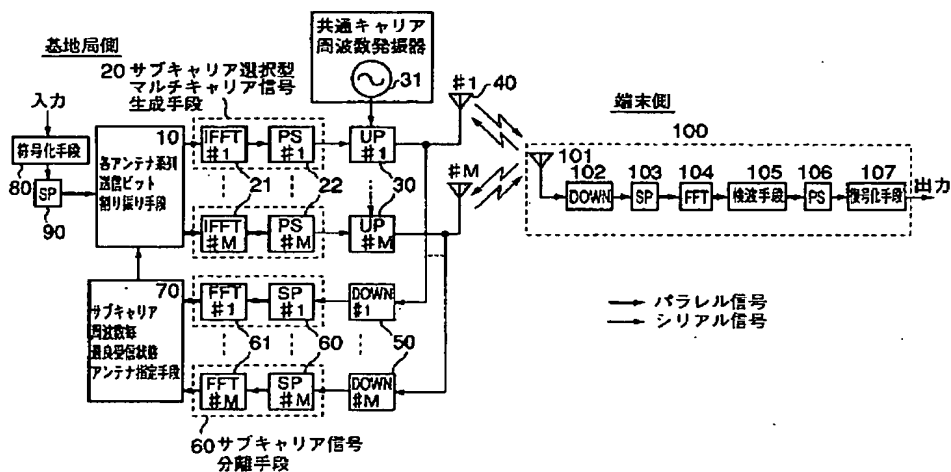
- 10 各アンテナ系列送信ビット割り振り手段
- 20 サブキャリア選択型マルチキャリア信号生成手段
- 21 IFFT手段
- 22 パラレル・シリアル変換手段
- 30 アップコンバージョン手段
- 31 共通キャリア周波数発振器
- 40 アンテナ
- 50 ダウンコンバージョン手段
- 60 サブキャリア信号分離抽出手段
- 61 シリアル・パラレル変換手段
- 62 FFT手段
- 70 各サブキャリア周波数毎最良受信状態アンテナ指定手段
- 80 符号化手段
- 90 シリアル・パラレル変換手段
- 100 端末側受信機
- 101 アンテナ
- 102 ダウンコンバージョン手段
- 103 シリアル・パラレル変換手段
- 104 FFT手段
- 105 検波手段
- 106 パラレル・シリアル変換手段
- 107 復号化手段

【図1】



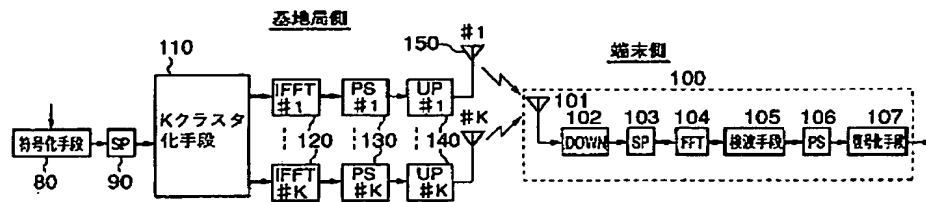
本発明の一実施例によるマルチキャリア信号伝送装置の構成【一般例】

【図2】



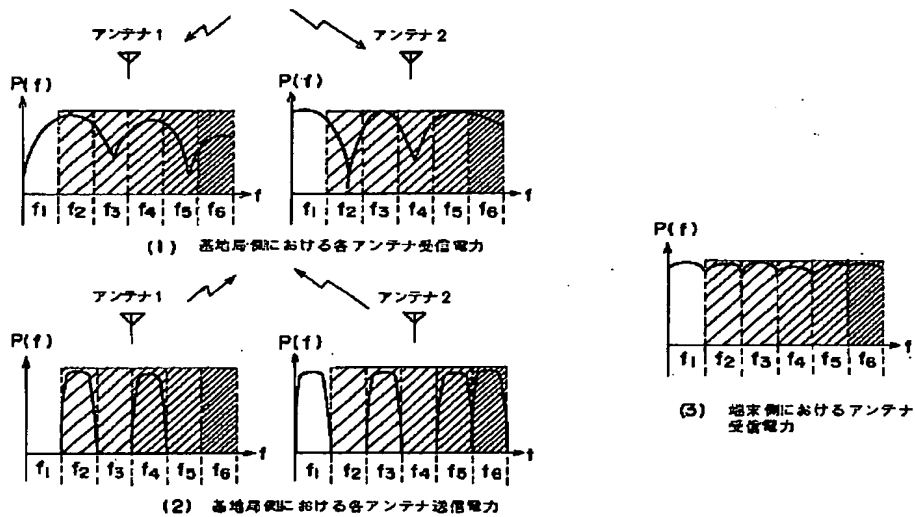
本発明の一実施例によるマルチキャリア信号伝送装置の構成【OFDMを用いた具体例】

【図3】

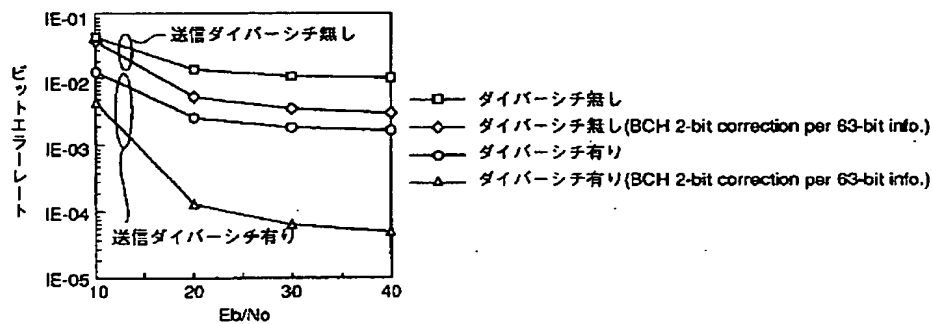


従来技術によるマルチキャリア信号伝送装置の構成

【図4】

基地局各アンテナにおける受信/送信電力、および端末における受信電力の図示
(基地局側アンテナ数が2、サブキャリア数が6の場合)

【図5】

周波数選択性フェージング通信路における符号誤り率の例
(基地局送信、端末受信の場合)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

-
- ☐ **BLACK BORDERS**
 - ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
 - ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
 - ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
 - ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
 - ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
 - ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
 - ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
 - ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
 - ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.